RAZzies

Maandblad van de Radio Amateurs Zoetermeer



December 2017

Met in dit nummer:

- FIR filters
- Opa Vonk: Zonne-indicatoren
- Condensator lektester
- Thermische QRP Wattmeter
- Afdelingsnieuws

Colofon

RAZzies is een uitgave van de Radio Amateurs Zoetermeer. Bijeenkomsten van de Radio Amateurs Zoetermeer vinden plaats op elke tweede en vierde woensdag van de maanden september - juni om 20:00 uur in het clubhuis van de Midgetgolfclub Zoetermeer in het Vernède sportpark in Zoetermeer.

Website:

http://www.pi4raz.nl

Redactie:

Frank Waarsenburg PA3CNO pa3cno@pi4raz.nl

Informatie:

info@pi4raz.nl

Kopij en op- of aanmerkingen kunnen verstuurd worden naar razzies@pi4raz.nl

Nieuwsbrief:

http://pi4raz.nl/maillist/subscribe.php

Van de redactie

Ik doe hobbies voor de lol. Politiek heb ik op het QRL al genoeg, en ik hoef in mijn hobby ook geen gebrek aan zeggenschap thuis of op het QRL te compenseren. Gelukkig hebben wij een hele fijne club in Zoetermeer, waar eigenlijk nooit een onvertogen woord valt. Het zou anders waarschijnlijk ook niet mogelijk zijn om met zo'n team projecten uit te werken zoals we nu doen. Maar de grote club (VERON) denkt daar kennelijk anders over. Werd je in de vorige Electrons al als paria beschouwd als je artikelen schreef voor je eigen lokale clubblad in plaats van voor de Electron en werd tevens nog eens uitgelegd waarom je de autonomie van de lokale website op zou moeten geven ten faveure van de VERON site; in de laatste Electron worden mensen die in de oudere technieken geïnteresseerd zijn, weggezet als "negatieve weerstand". (Lezen jullie mee, SRS?) En dat vind ik vreemd. Wel Morse opvoeren als immaterieel erfgoed, maar als ik het spelen met elektronen-buizen leuk vind, ben ik ineens een negatieve weerstand die in het verleden blijft hangen. Ik weet niet wat de bedoeling is van dat soort uitlatingen in de laatste paar uitgaven, maar wat ik wel weet is dat ik me daar mateloos aan begin te storen. Als de E in VERON alleen nog maar bedoeld is voor het kopen van DMR portofoons en daar modules in te pluggen, dan is het mijn vereniging niet meer. Dan wordt het tijd om afscheid te nemen.

FIR filters

Wim Vuijk, PA0WV

Inleiding

We hebben onze zendmachtiging uitgereikt gekregen om te experimen-teren en daarmede onszelf te ontwikkelen. Ik laat in dit artikel zien hoe je zelf digitale filters kunt bouwen, en ermee experimenteren.

Nyquist

Nyquist bekeek dat je een analoog signaal kunt bemonsteren, dat wil zeggen regelmatig kijken wat de signaalwaarde is. Dan weet je niks van wat er tussen twee monsters gebeurt, maar als de bandbreedte voldoende beperkt is weet je wel dat het signaal niet heel snel kan veranderen tussen twee monsters in.

Nyquist bedacht en bewees dat als je twee keer zoveel monsters neemt per seconde als de maximum frequentie die in het signaal voorkomt, dat je goed zit. Dat wil zeggen dat je geen informa-tie verliest en dat je het signaal onver-vormd weer uit de monsters kunt halen

Dat is ook wel makkelijk te verklaren. Stel namelijk dat je s monsters per seconde neemt van gelijkspanning, dan is dat een reeks naaldpulsen met frequentie s Hz en allemaal gelijke amplitude .

Die naalden hebben dus harmonischen op 2s, 3s enzovoorts steeds hoger. Die harmonischen zijn allemaal even sterk als de naalden oneindig smal zijn; dat zijn ze doorgaans niet en dan neemt de amplitude van de harmonischen langzaam af naarmate ze hogere rangorde hebben. Denk maar aan QRN, bliksem is een smalle puls en die bedekt zowat de hele HF-band, dat kun je goed zien op de waterfall display van een websdr bijvoorbeeld
http://websdr.ewi.utwente.nl:8901/

Nu gaan we niet gelijkspanning bemonsteren maar een of ander signaal, muziek, spraak, noem maar op, met een bandbreedte van 0 tot B, bijvoorbeeld 300-2800 Hz.
Dat betekent dat de monsters ook in amplitude het verloop van dat signaal volgen. Amplitudemodulatie dus. Als je de amplitude van de naaldpuls halveert, halveren alle harmonischen ook in amplitude. Elke harmonische van de pulsen wordt op dezelfde wijze amplitude gemoduleerd en geeft dus AM zijbanden. tot B onder en B boven die harmonische ook trouwens van 0 tot B, dat als het ware de gelijkstroomcomponent van de in amplitude variërende monsters is.

Nu heb je net geen overlap van zijbanden bijvoorbeeld tussen de bovenzijband van 2s en de onderzijband van 3s, als de harmonischen minimaal 2B uit elkaar liggen. De bemonsterfrequentie s moet dus minimaal 2B zijn. Je kunt het signaal terugwinnen door een van die AM gemoduleerde harmonischen uit te filteren met een 2B breed bandfilter met een diodedetector erachter, maar makkelijker is de band tussen 0 en B te pakken met een laagdoorlatend filter met B als grensfrequentie, waarbij B dus kleiner of theoretisch hoogstens gelijk is aan de halve bemonsterfrequentie fs dus praktisch B<fs/2.

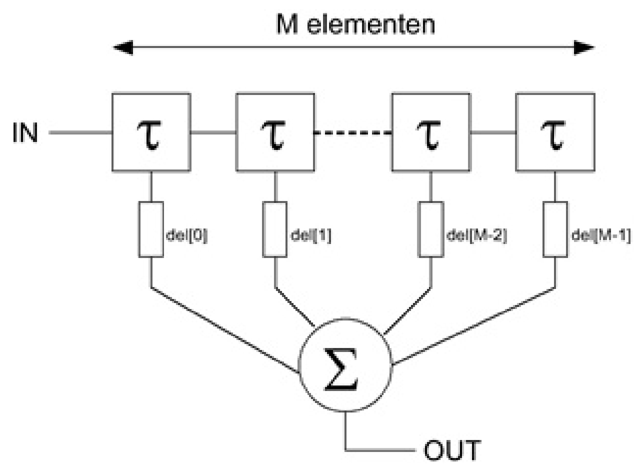
WAV geluidsbestanden.

Elk monster kun je de grootte van digitaal als getal aangeven. Met 16 bits kun je dan van -2^{15} tot $+2^{15}$ -1 en dat is van -32768 tot plus 32767 aangeven. Dat bemonsteren en de grootte van de monsters als een getal weergeven heet Pulscodemodulatie oftewel PCM.
Je kunt dat natuurlijk ook stereo doen met 2 of meer kanalen, en meer of minder monsters per seconde nemen of een ander aantal bits per monster gebruiken. Daarom wordt dat in de eerste 44 bytes van een wav bestand aangegeven en dat wordt de header genoemd. Hoe de header van een wav bestand in elkaar zit kun je op Internet vinden, bijvoorbeeld op:
http://soundfile.sapp.org/doc/WaveFormat

Wil je spraak bewerken dan zijn 8000 monsters per seconde elk in 16 bits getallen ruim voldoende. Dan kun je frequenties tot 4000 Hz weergeven. Telefoon landlijn werkte met 8000 monsters/s elk monster slechts 8 bits, dus 64 kbits/s voor een spraakkanaal.

Digitale Filters

Stel je stopt een korte puls eenmalig in een digitaal filter, dan komen er doorgaans een aantal pulsen met de bemonsterfrequentie uit. Dat reeksje pulsen heet dan de impulse response, omdat een schop, een puls als input, een aantal pulsen als reactie geeft.
Weet je die impuls response die je wilt maken, dan is een schema dat dat doet snel verzonnen.



Namelijk een schuifregister dat de grootte van de pulsen als 16 bits getal per geheugenvakje kan bevatten en die inhoud van die vakjes wordt opgeteld met een weegfactor (versterkingsfactor) en de optelling is de output. De schuifklok

is de bemonsterfrequentie

Dat lijkt hocus pocus maar dat is het niet, stop je er een puls in dan geeft dat schuifregister maar een van 0 verschillend pulsje ter grootte van de weegfactor, dat is die weegweerstand naar de opteller. Bij elke klokpuls schuift dat inputpulsje een hokje verder en geeft dan op de output de grootte van de bij dat hokje horende weegfactor weer. De weegweerstanden, hebben dan in volgorde de grootte van de gewenste output pulsreeks.

Een signaal is doorgaans opgebouwd uit een groot aantal monsters, elk monster geeft de impulsresponse die opgeteld wordt bij de impulsresponse van vorige monsters.
Dan krijg je dus de gefilterde output op het signaal dat op de input wordt aangeboden. Dat proces heet convolutie.

Nu kun je opmerken dat je niet een bepaalde impulsresponse wilt maar een bepaalde frequentiekarakteristiek. Die hangen samen; de frequentiekarakteristiek is de Fouriertransformatie van de impulsresponse en omgekeerd.

Experimenteren

Als je wat kunt programmeren met Basic peek&poke of een andere programmeertaal kun je met die header ervoor dus zelf afspeelbare wav files maken, en daar filters op loslaten. Trage computer geeft niks, want dan duurt het langer om een wav file te maken maar die kun je daarna gewoon afspelen om het resultaat te beluisteren.

Laagdoorlatende filters.

Laten we eens gek doen en eisen dat we tot een frequentie fg doorlaten en daarboven helemaal niks. Zo'n filter wordt wel een brick wall filter genoemd, doorlaat demping 0 en alles voorbij de grensfrequentie fg demping oneindig. We kunnen zoals gezien dat doen tot de halve bemonsterfrequentie, want hogere frequenties mogen niet voorkomen. Daarom wordt de frequentiekarakteristiek aangegeven als de demping in dB als functie van de frequentie f die ligt tussen 0 en fs/2 , waarbij fs dus de bemonsterfrequentie is.

Hoe ziet de impulsresponse van zo'n brickwall er uit? Fouriertransformatie toepassen op de brick wall frequentiekarakteristiek levert voor de impulsresponse de formule

$$\frac{sin(2 * \pi * fg * t)}{2 * \pi * fg * t}$$

Je weet hoe een sinus eruit ziet en hier zie je dat die door die toenemende noemer bij toenemende t een steeds kleinere amplitude krijgt. Voor t=0 is de limietwaarde 1. Je moet namelijk niet 0 door 0 proberen te delen, want dat is het moment dat het socialisme blijkt te falen en daar zitten die lieden niet op te wachten. Die besteden hun leven namelijk nuttig door het door anderen verdiende geld te besteden naar hun eigen communaire goeddunken.

Die sync functie sin(xt)/xt wordt bij toenemende t nooit 0, dus laten we eens grofstoffelijk doen en wel 129 schuifelementen nemen. 64 links van het midden voor t=0 en 64 rechts en het midden zelf maakt samen 129. Negatieve tijden kunnen we niet mee uit de voeten dus dat compenseren we door t=0 65 monstertijden naar rechts te schuiven.

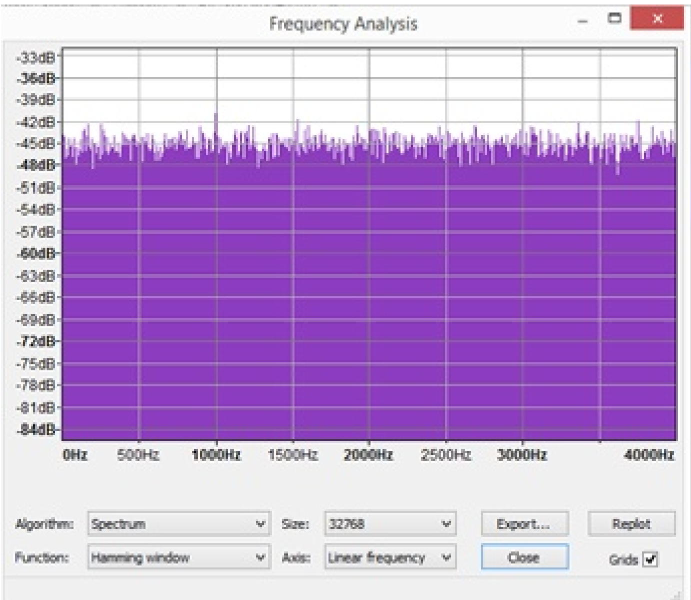
Dat zijn wel erg veel elementen, die 129 stuks, als je het zou moeten solderen, maar besef wel dat je alles afkapt beneden pakweg 1/64 grootte dus eigenlijk kun je nog niet al te veel van die brick wall verwachten want 1/64 is toch minder dan 40 dB.

We gaan het proberen, want een aap die nooit op zijn bek valt heeft geen NATO-Z lippen. Het programma ziet er simpel uit, dat die 129 vakjes schuifregister en optellen programmeert, en dan willen we natuurlijk de frequentiekarakteristiek weten. Kijken hoeveel die afwijkt van de brick wall. Voor de zekerheid: Met M=129 zijn de 129 weegfactoren zoals weergegeven in de formule op de volgende bladzijde, waarbij i loopt van 0 tot en met 128:

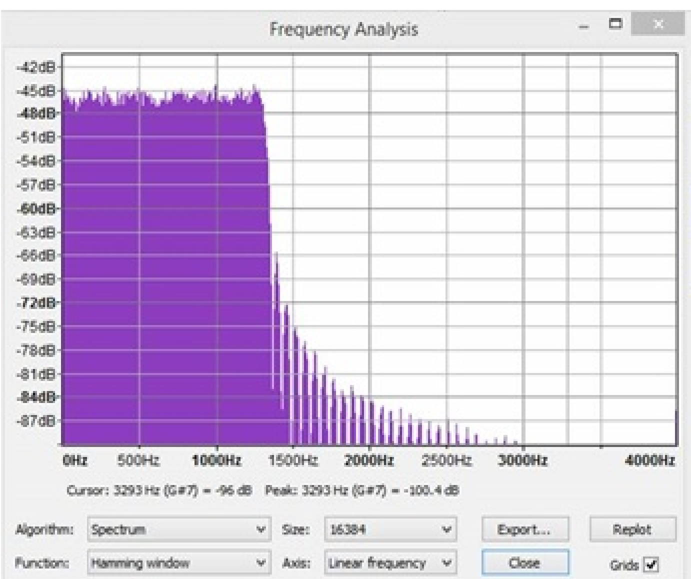
$$\frac{sin(2*\pi*fg*(i-\frac{(M-1)}{2}))}{(i-\frac{(M-1)}{2})}$$

Frequentiekarakteristiek

Als je een wav bestand maakt met random getallen als monsters, krijg je witte ruis met een spectrum dat vlak is tussen 0 en fs/2. Kijk maar:

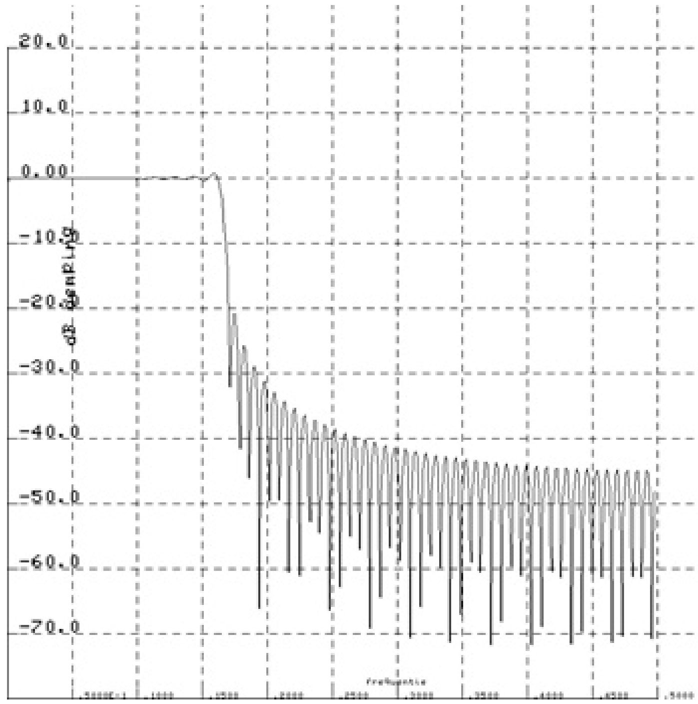


Gaan we die witte ruismonsters in het filter stoppen, dus als input voor het filter gebruiken, dan komt er ruis uit in de vorm van de frequentiekarakteristiek. Dat is de makkelijkste methode, want die ruis kun je met Audacity, dat is een freeware programma dat je op Internet kunt vinden, het spectrum laten zien. Dat spectrum heeft dus de vorm van de filterdoorlaatband.



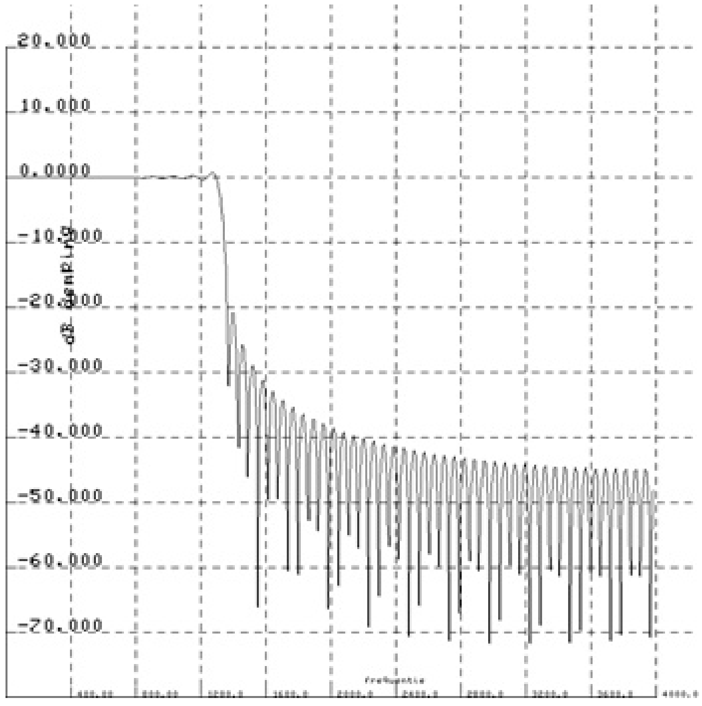
Een tweede methode is een sinusvormig signaal in het filter stoppen in de vorm van monsters van die sinus, en na inslingeren kijken naar de amplitude die er uit komt. Dat doe je dan voor pakweg 500 frequenties tussen 0 en fs/2 en de outputamplitude van die 500 punten plot je op een dB schaal.

Bij frequenties dicht bij fs/2 heb je maar twee monsters per sinus dus kan het een tijd duren voor die op een maximum vallen, en vind je daar dus doorgaans wat meer demping dan er werkelijk is.



De derde methode zendt monsters van een sinus in het filter, ook weer voor 500 frequenties, en ook weer doen de eerste M stuks per testfrequentie niet mee om inschakel-verschijnselen te vermijden. En dan bepaal je over in dit geval (arbitrair) 9 seconden hoeveel vermogen er in het filter gaat en hoeveel eruit komt, om de demping te bepalen. Ik heb die 9 aangehouden omdat ik dan met Audacity 8 seconden nodig heb om de FFT (Fouriertransformatie) te bepalen over 65536 monsters.

In de figuur op de volgende bladzijde zie je de derde methode toegepast op het hierboven beschreven laagdoorlatende filter met grens-frequentie fg = fs/6 dus hier fg=1333 Hz.



Zoek de verschillen zou ik zeggen. In ieder geval is de tweede methode die het maximum zoekt na M pulsen input voorladen in het filter, natuurlijk de snelste. Je weet dan na 2M pulsen wat de demping is en bij de derde methode is dat pas na, in dit voorbeeld, 72000 pulsen.

In ieder geval kan duidelijk zijn dat ik over de witteruis spectrummethode met Audacity niet enthousiast ben.

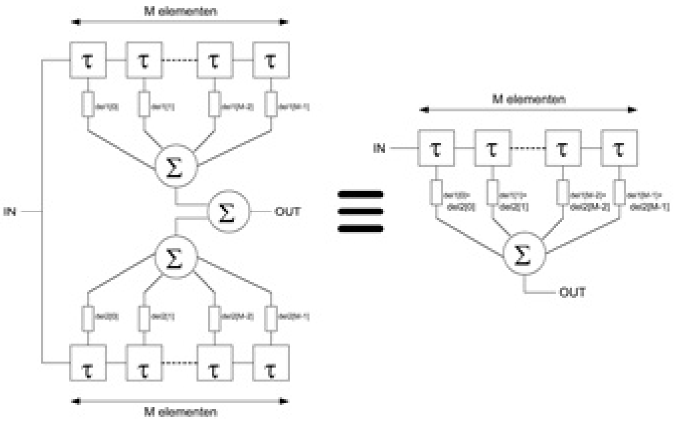
Dit laagdoorlatende filter van 129 schuifhokjes valt een beetje tegen, voor we het gaan verbeteren is het zaak te weten hoe je nu een banddoorlaat een bandsper en een hoogdoorlatend filter kunt maken.

Hoogdoorlatend filter

Je kunt op twee manier een hoogdoorlaat maken.

1. Als je een all-pass maakt - dat is een filter dat alle frequenties ongewijzigd in amplitude doorlaat tussen 0 en fs/2, maar dezelfde vertraging geeft (en fasekarakteristiek heeft) als een lowpass - en je zet die all pass parallel aan de lowpass, maar je trekt de outputs van elkaar af, dan laat de lowpass niks door boven zijn grensfrequentie en de all pass wel, daar zit dus een doorlaatgebied. Beneden de grensfrequentie laat de allpass evenveel door als de low pass, trek je de outputs van elkaar af, dan blijft er niets over.

Nu hoef je geen twee filters te maken want uit onderstaande tekening blijkt dat je door de associatieve wet van de optelling, dat betekent dat (a+b+c)-(d+e+f) = (a-d)+(b-e)+(c-f) die twee samen kunt nemen tot een filter met als weegweerstanden de verschillen van de weegweerstanden van de afzonderlijke filters.



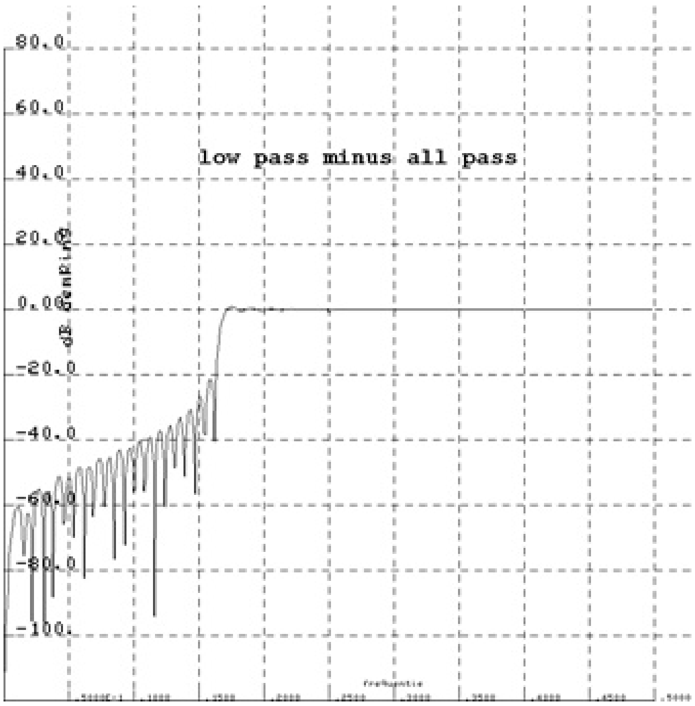
Een all pass heeft alle elementen 0 behalve het middelste. (in feite volstaan voor een all pass hier dus 65 elementen). Om op 0 uit te komen bij aftrekken moet de som van de weegfactoren van de lowpass gelijk zijn aan die enige van 0 verschillende middelste van de allpass.

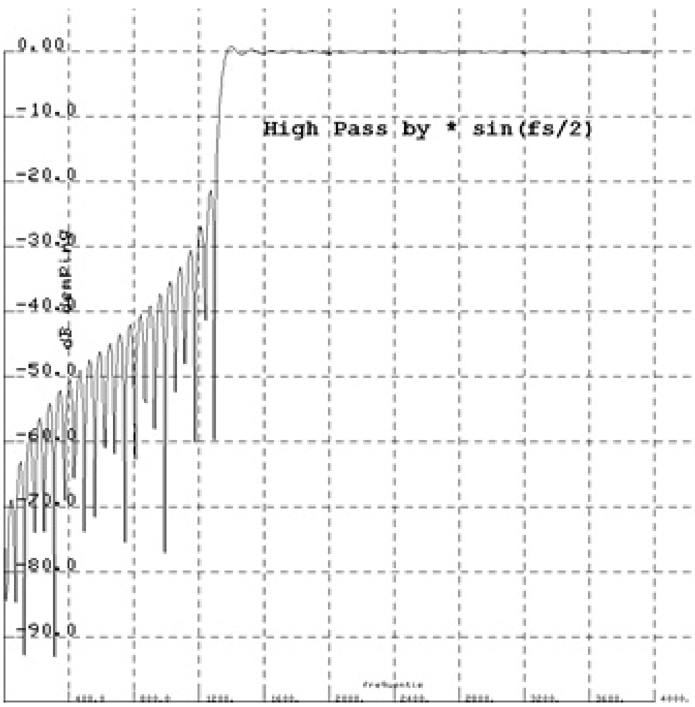
Je kunt de versterking van het filter op 1 brengen in de doorlaat als de som van alle weegweerstanden 1 is. Elke berekende weegfactor delen door die som levert het gewenste resultaat. Dat is eenvoudig in te zien door een low pass met gelijkspanning (allemaal even grote monsters) aan te sturen.

2. Je kunt een andere methode toepassen namelijk de weegweerstanden vermenigvuldigen met sin(fs/2). Dat gebeurt als je elke volgende weegweerstand beurtelings met +1 en -1 vermenigvuldigt. Stop je dan DC pulsen in het filter dan komen er monsters die fs/2 als output geven. Stop je fs/2 in het filter dan komen er DC pulsen uit. Laagfrequent wordt dus hoog en hoog wordt laag. De grensfrequentie die fg was

wordt nu dus fs/2-fg. Andere uitleg: Je vermenigvuldigt het signaal dan met sin(fs/2), dat geeft een boven- en onderzijband; de onderzijband valt in de filterdoorlaat en die loopt van fs/2 naar beneden als doorlaat tot de grensfrequentie.

Platen hieronder geven de doorlaat aan voor een 129 lang filter. Door om de andere weegweerstand van teken te wisselen krijg je dus een hoogdoorlatend filter. Verschil met de eerste methode is dat als het low pass



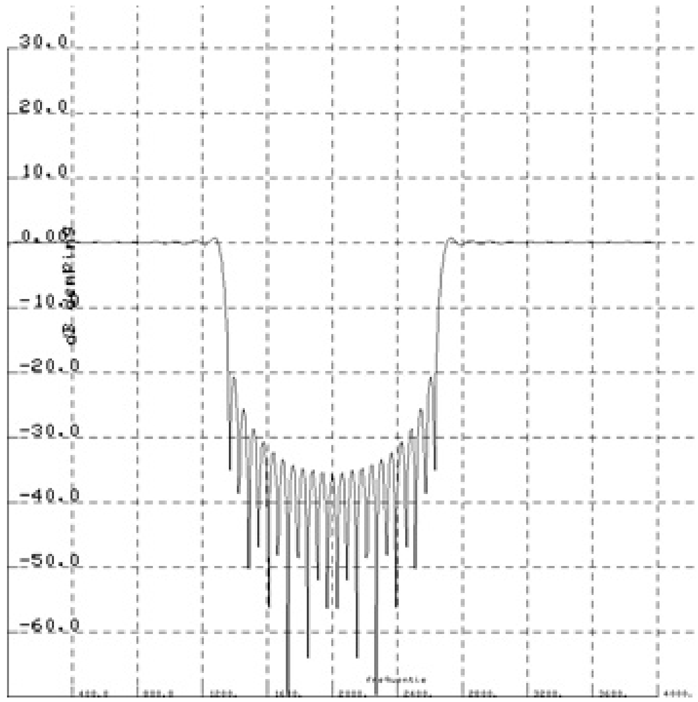


grensfrequentie fg is, heeft de high pass by methode 1 ook fg, maar bij de tweede methode fs/2-fg. Ten behoeve van de vergelijking heb ik ervoor gezorgd dat beiden dezelfde grensfrequentie fs/6 hebben.

Bandsperfilter

Maak je een laagdoorlaat met grensfrequentie fg en een hoogdoorlaat met grensfrequentie fh en zet je die parallel, dan laat het ene filter door van 0 tot fg en het andere van fh tot fs/2. Het stuk tussen fg en fh wordt niet doorgelaten als fh>fg. Dat kan weer gecombineerd worden tot een filter door de weegfactoren van de filters paarsgewijze op te tellen.

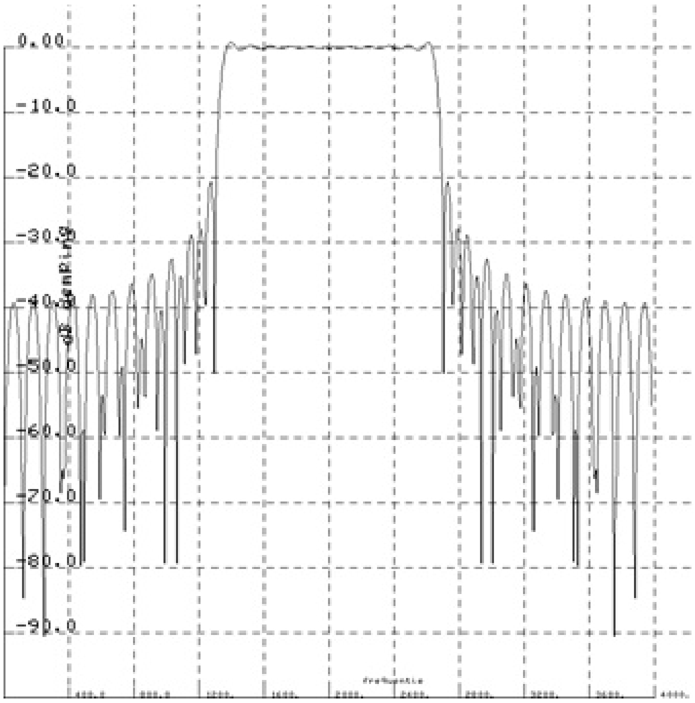
Plaatje hieronder van de frequentieresponse van een 129 lang bandsperfilter van fs/6 tot fs/3. Dat plaatje wekt bij mij associaties op met een of andere haatbaard.



Banddoorlaat

Een banddoorlatend filter kun je op twee manieren maken:

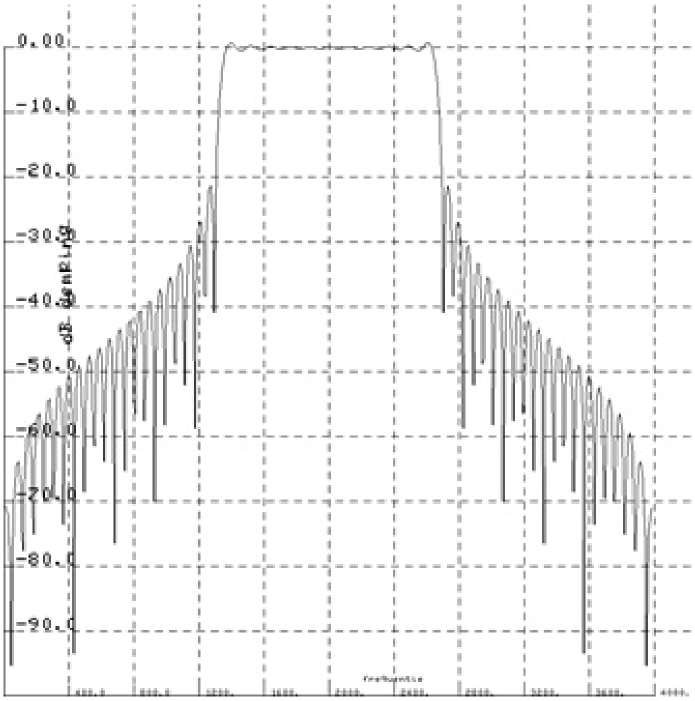
1. Door een bandsper parallel te zetten aan een all pass. en de outputs van elkaar af te trekken. Dat kan weer in een filter gecombineerd van 129



lang, je hoeft dus maar een weegfactor (de middelste) te wijzigen om een bandsper om te zetten in een banddoorlaat. Is dat geen uitdaging om een Selectoject te maken of zoiets?

2. Je kunt voor een banddoorlaat ook twee filters in serie zetten, een low pass met grensfrequentie fg en een high pass met grensfrequentie fh waarbij dan fh kleiner moet zijn dan fg, anders komt er niks door.

Tot nu toe konden we met parallel geschakelde filters die combineren door weegweerstanden



paarsgewijze op te tellen of af te trekken. Nu echter staan de filters in serie en is de set weegweerstanden dubbel zo groot omdat de set de convolutie is van de weegfactoren van beide filters.

Je kunt die bepalen door de waarde van de weegfactors van het ene filter te sturen door het andere, en wat er dan uitkomt is een dubbelzo lange impulsrespons van de in serie geschakelde filters. Die impulsrespons zijn dan de weegweerstanden als je er een filter van wilt maken. Stuur maar een enkele puls door de in serie geschakelde filters dan geeft het eerste filter zijn impulsresponse af aan het tweede filter en dat dus op zijn beurt de impulsresponse van beide filters in serie oftewel het tweede filter gevoed met de impulsrespons van het eerste filter.

De twee frequentieresponses voor methode 1 en 2 met dezelfde bandgrenzen zijn respectievelijk linksboven en linksonder getekend.

Blackman en Hamming window

De frequentieresponses zijn verre van brick wall en er is een truc om dat te verbeteren. De oorzaak is het afbreken van de sin(x)/x tot x=64 en x=-64 in dit voorbeeld. Brengen we nu een weging aan die de middenpoot hetzelfde laat maar naar buiten toe langzamerhand de zaak naar 0 brengt dan knapt dat een stuk op.

Blackman window heeft als weging:

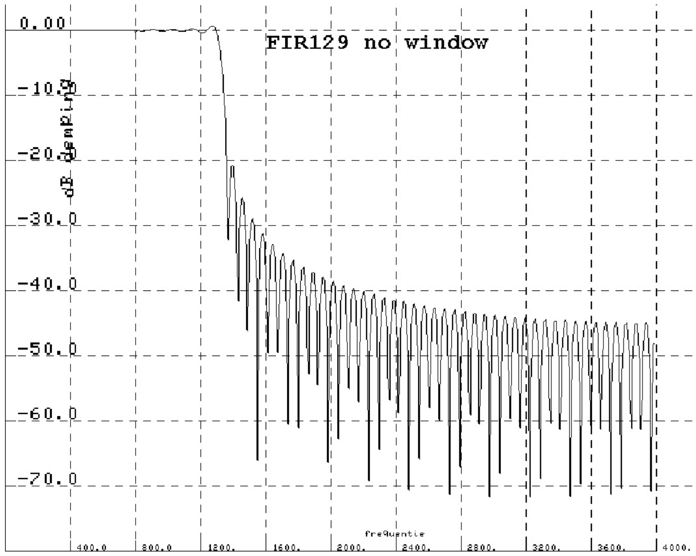
$$0.42 - 0.5 * cos(2 * \pi * \frac{i}{M-1}) + 0.08 * sin(4 * \pi * \frac{i}{M-1})$$

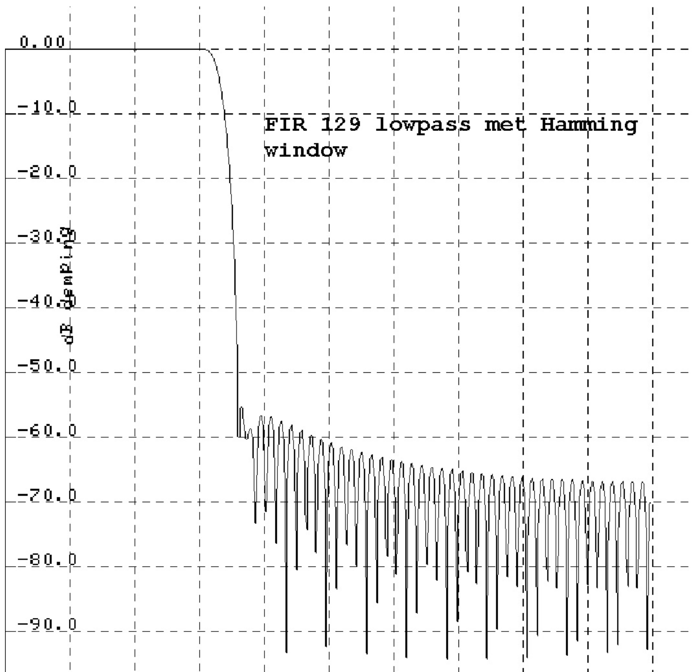
Hamming window heeft als weging:

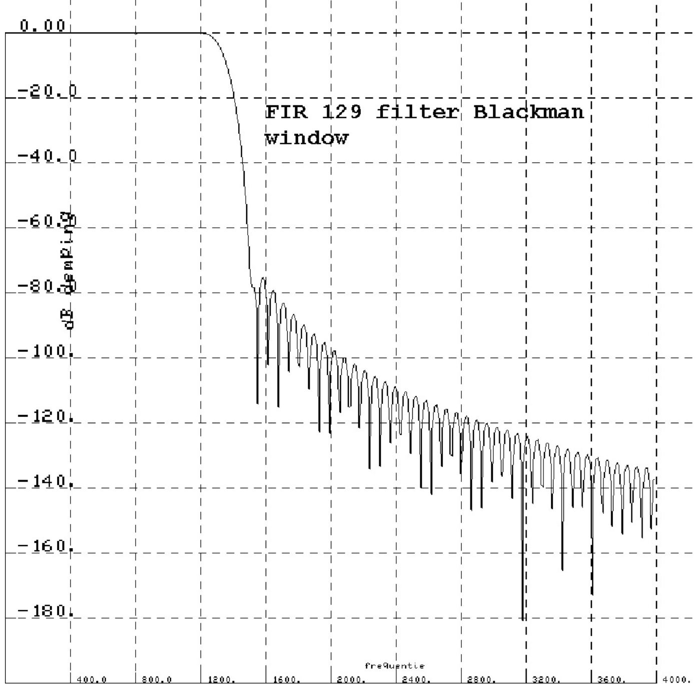
$$0.54 - 0.46 * cos(2 * \pi * \frac{i}{M-1})$$

Hierbij moet M oneven zijn, hier is M=129. en i is het volgnummer van de correctiefactor van de weegweerstanden en die loopt van 0 tot M-1.

Het eerder genoemde low pass filter met fg = fs/6 = 1333,3 Hz, M=129 filterelementen zonder





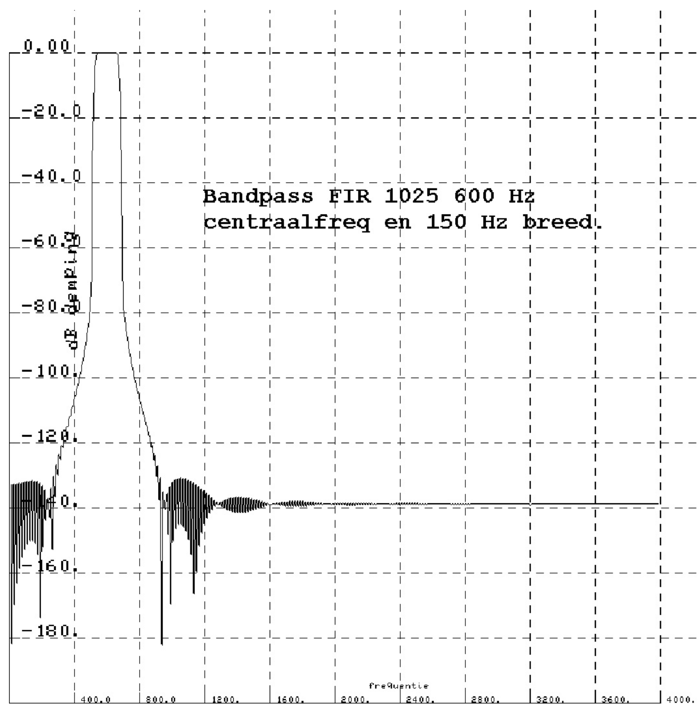


window en vervolgens met Hamming window en met Blackman window is ter vergelijking onder elkaar op de volgende bladzijde gezet.

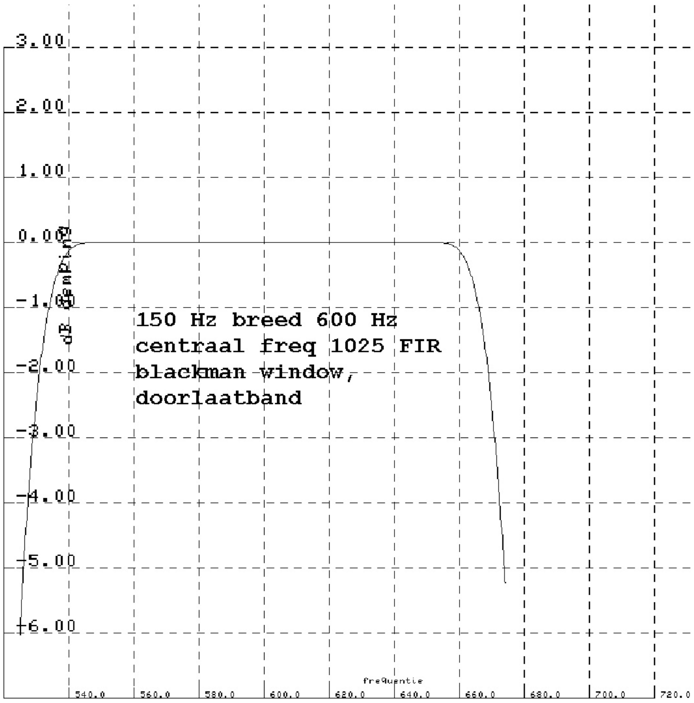
Je ziet dat het ene filter iets steiler loopt maar hogere terugkomers heeft in het spergebied. Door de hogere demping in het spergebied is de dB schaal van het Hamming filter verdubbeld, daar dus op letten bij vergelijken.

Lange filters

In een programma is het een koud kunstje het filter langer te maken. Ik kies vrij arbitrair 1025 elementen. De vertraging van het filter is dan wel 128 ms bij een samplefrequentie van 8000. Voorts zijn er per sample dan 8 keer zoveel vermenigvuldigingen en optellingen nodig. Als je het real time wilt realiseren. Neem ik 1025 elementen met een Blackman window dan ziet een filter van 150 Hz breed op een centraalfrequentie van 600 Hz er als volgt uit:



Je kunt alleen het 150 Hz brede doorlaatgebied plotten, dat ziet er uit zoals op de weergave bovenaan de volgende bladzijde. De bandbegrenzing zijn kennelijk de 6 dB punten.



Tot slot enkele geluidsvoorbeelden

Telegrafie A1A, 12 wpm op 600 Hz in witte bandbeperkte ruis tussen 300 en 2800 Hz, met een S/N verhouding van –10dB en vervolgens hetzelfde signaal en ruisvermogen, maar nu door een filter van slechts 50 Hz breed op de 6 dB punten, 1025 lang, zonder demping op de 600 Hz centraalfrequentie, met een Blackman window.

Dat filter verzwakt het 12 wpm morsesignaal 0,09 dB en het ruisvermogen 17,68 dB, zodat de S/N verhouding 17,59 dB verbetert; hoe de neembaarheid wijzigt kunt u zelf beoordelen.

Er is ook nog een filter van 250 Hz breed aangelegd, een bandbreedte voor CW filters die commercieel verkrijgbaar is. De ruis krijgt dan dezelfde klankkleur als het signaal, wat de neembaarheid niet ten goede komt. Weer zelfde signaal en ruis als input gebruikt. Het resultaat is te horen op cw250Hz.wav.

Na het filter is de ruis 12,49 dB minder en het signal 0,01 dB verzwakt, zodat de S/N 2,47 dB is.

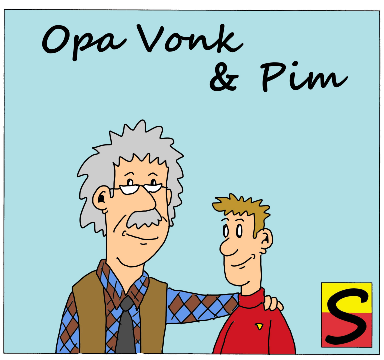
Vergeet bij het beoordelen van de signalen niet het audiovolume te regelen, zodat u ook bemerkt hoe dat van invloed is op de neembaarheid door de fysiologische eigenschappen van het gehoor.

Die geluidsbestanden kunt u downloaden op website van PI4RAZ:

https://www.pi4raz.nl/download/cw50Hz.wav

https://www.pi4raz.nl/download/cw250Hz.wav

https://www.pi4raz.nl/download/cw3kHz.wav

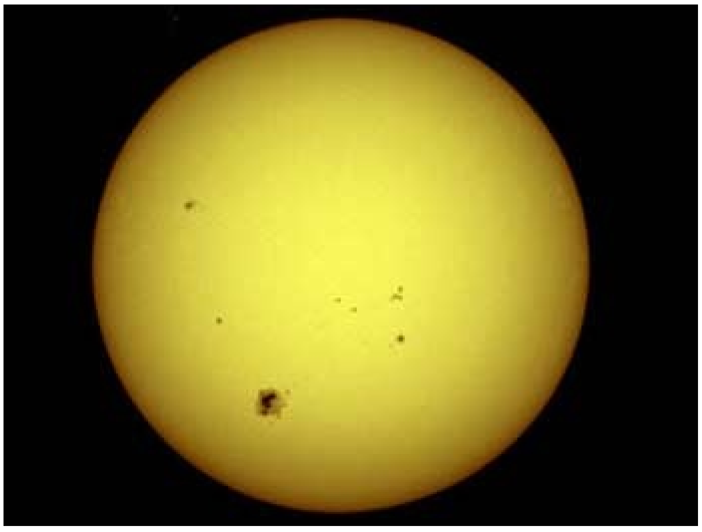


Uit de ontvanger die Pim voor zijn neus had staan, klonk uitsluitend ruis. Pim draaide aan de afstemknop van zijn ontvanger, maar de ruis bleef ruis. "Waarom hoor ik niets op 15m?" vroeg Pim aan Opa Vonk, die met een schema bezig was dat wel een halve meter in het vierkant in beslag nam. "Omdat de Kp index 7 is", antwoordde Opa zonder van zijn schema op te kijken. Pim keek of hij water zag branden. "Kp index?" vroeg hij verbaasd. "Wat is een Kp index?" Nu keek Opa wel op van zijn schema. "De indexen geven aan hoe de condities zijn. Nooit van gehoord?" Pim schudde van nee. "Oh, dat is dan wel een gebrek aan je opvoeding. Dat stuk zal ik dan maar op me nemen", zei Opa en legde zijn schema weg. "Aangezien de straling van de zon de grootste invloed op de atmosfeer heeft, zijn indicatoren van de zonne-activiteit zoals de solar flux, A index, Ap index, K index en de Kp index allemaal heel belangrijk in het voorspellen van de staat van de ionosfeer en de bijbehorende HF ionosferische radio propagatie, ofwel de condities.

Als elektromagnetische golven - in dit geval radio signalen - onderweg zijn, dan hebben ze

interactie met objecten en het medium waar ze doorheen reizen. Tijdens die reis kunnen de radio signalen gereflecteerd worden, verstrooid, of juist gebundeld. Deze interacties zorgen ervoor dat de radio signalen van richting veranderen, en gebieden bereiken waar ze nooit zouden kunnen komen als ze in een rechte lijn zouden reizen.

Ionosferische radio propagatie is behoorlijk veranderlijk. Maar voor veel toepassingen is het noodzakelijk om de propagatie te kunnen voorspellen. Bijvoorbeeld voor de omroep, maar ook voor gebruikers van tweeweg communicatie verbindingen die de HF banden gebruiken, mobiele radio communicatie, maritieme radio verbindingen, en vele andere point to point radio gebruikers, is kennis van de propagatie patronen die op een bepaalde tijd aanwezig zijn, bijna essentiële kennis. Op deze manier kunnen gebruikers van radio communicatie via reflectie tegen de ionosfeer de beste tijd en frequentie kiezen om hun verbinding tot stand te brengen.



Radio propagatie voorspelling

Er zijn veel indicatoren waarmee de HF condities te voorspellen zijn. Maar de indicatoren voor de hoeveelheid straling van de zon en de geomagnetische activiteit geven de beste suggesties voor de staat van de condities in de ionosfeer. De voornaamste indicatoren voor de activiteiten van de zon zijn de solar flux en de geomagnetische indicatoren die bekend staan als de A en K indexen. Door deze te gebruiken is het mogelijk om handmatig af te leiden wat de condities zullen zijn. Er zijn echter diverse software pakketten die de condities kunnen voorspellen. Deze houden rekening met de genoemde indexen, naast de positie op de aardbol, de actuele tijd, het seizoen en waar we zijn in de zonnevlek cyclus.

Solar flux

Een van de belangrijkste indicatoren van de zonne activiteit die gebruikt worden voor het voorspellen van de condities is bekend als de Solar Flux en die heeft een grote invloed op de condities. De Solar Flux geeft een indicatie van de hoeveelheid straling die van de zon ontvangen wordt. Deze solar index wordt gemeten door de hoeveelheid radio energie te meten op een frequentie van 2800 MHz (10,7 cm). De index wordt uitgedrukt in Solar Flux Units (SFU). Een SFU heeft als eenheid 10^{-22} Watt per meter^2 per Hz.

De hoeveelheid zonnestraling varieert rond de wereld. Zelfs bij het toepassen van correctiefactoren is het niet makkelijk om een consistente serie waarden te produceren. Om dit te verbeteren, wordt als standaard de meting gebruikt van het Penticton Radio Observatorium in British Columbia, Canada. Deze meting is dus van groot belang voor het voorspellen van de condities.

De hoeveelheid ioniserende straling die van de zon ontvangen wordt, is ongeveer evenredig met de Solar Flux. Er is eigenlijk meer een statistische relatie tussen die twee dan een directe relatie, omdat de hoeveelheid radio energie die ontvangen wordt op 2800 MHz ongeveer een miljoen keer minder is in intensiteit dan de intensiteit van de straling die de ionisatie veroorzaakt in de ionosfeer. Desondanks geeft de Solar Flux een goede eerste indruk, in het bijzonder voor de F-laag die verantwoordelijk is voor de meeste lange-afstands condities. De beste overeenkomst is met de grootte van het Smoothed Sunspot Number (SSN).

Het is mogelijk om het dagelijkse zonnevlek getal te relateren aan de Solar Flux. Er zijn meerdere formules beschikbaar maar de formule hieronder is redelijk recht toe recht aan en voldoende nauwkeurig voor de meeste toepassingen:

$$Solar\ flux\ (SFU) = 73.4 + 0.62 * R$$

Waarin R het dagelijkse zonnevlek-getal is.

Een iets nauwkeuriger, maar wel wat gecompliceerdere vergelijking laat zien dat de relatie tussen de twee getallen niet geheel lineair is:

$$Solar\ flux\ (SFU) = 63.7 + 0.728 * R + 0.00089 * R^2$$

De waarde van de Solar Flux kan over een groot bereik variëren. Op het laagste punt (gewoonlijk tijdens perioden waarop er een zonnevlekken minimum is) kan dit dalen tot wel 50 maar ook maxima bereiken tot aan de 300 (tijdens een zonnevlekken maximum).

De waarde van de Solar Flux geeft een idee van de mate van ionisatie in de ionosfeer. En dat geeft weer een idee van wat de Maximum Usable Frequency (MUF) voor radioverbindingen zal zijn. Lage waarden van de Solar Flux betekenen dat de MUF waarden laag zullen zijn. En hoge waarden van de Solar Flux geven aan dat de MUF hoger kan zijn. Maar bedenk daarbij wel dat er gedurende een aantal opeenvolgende dagen sprake moet zijn van aanhoudend hoge zonnestraling zonder verstoringen wil er sprake zijn van hoge MUFs voor HF radio communicatie.

Geomagnetische index

Naast de Solar Flux is het niveau van de geomagnetische activiteit een andere belangrijke bron die van invloed is op de ionosfeer en dus op de voorspelling van de radio propagatie. Hoewel de geomagnetische activiteit de staat van het aardmagnetisch veld weergeeft, staat dit wel onder invloed van de zon. Om de staat van de geomagnetische activiteit weer te geven, worde twee indexen gebruikt die aan elkaar gerelateerd zijn:

De K index, en
de A index

Hoewel ze onderling verschillen, geven beide indexen een indicatie van de ernst van de magnetische schommelingen, en dus van de verstoring van de ionosfeer.

K Index

De K index is een meting die elke drie uur gedaan wordt aan de variatie van het aardmagnetisch veld ten opzichte van de staat op een "rustige dag". Die metingen worden gedaan met behulp van een magnetometer. Die geeft de variatie van de magnetische flux weer in nanoTesla's (10^{-9} Tesla). Deze waarde wordt daarna omgezet naar de K index. De relatie is quasi-logaritmisch, ofwel vrijwel evenredig met een logaritmische schaal.

De K index wordt op veel verschillende plekken op aarde gemeten. Het magnetische veld is overal op aarde anders, en het resultaat is dat er op elk meetstation een andere K index vastgesteld wordt. In aanmerking nemende dat het magnetisch veld op verschillende plekken op aarde afhangt van de manier waarop de magnetosfeer beïnvloed wordt, is het niet makkelijk om een relatie vast te stellen tussen de metingen op een bepaald meetstation en de wereldwijde K index. In plaats daarvan worden de individueel gemeten K indexen over de hele wereld uitgemiddeld tot de Kp ofwel planetaire K index.

Kp Index

De planetaire- of Kp index kan waarden aannemen van 0 t/m 9. De waarde van de Kp index geeft een goed beeld van de geomagnetische activiteit: waarden tussen 0 en 1 betekenen rustige magnetische condities en dat betekent doorgaans dat er geen afname van de HF band radio communicatie condities te verwachten valt. Waarden van de Kp index tussen 2 en 4 betekenen dat de magnetische

condities onrustig zijn en dat er mogelijk afname van de condities voor de HF banden op kan treden. Een waarde van 5 betekent een kleine storm en 6 een grotere storm. Waarden tot 9 geven een verdere verslechtering van de condities aan met bij 9 een zware storm die vermoedelijk een blackout van de HF ionosferische propagatie (condities) gaat opleveren die uren kan duren.

A Index

De A index is een lineaire meting van het aardmagnetisch veld. Als gevolg daarvan kan de waarde over een veel groter bereik variëren. Hij is afgeleid van de K index door er een lineaire schaal aan toe te kennen die vervolgens de "a" index genoemd wordt (kleine letter). Die wordt dan over een dag uitgemiddeld en dat wordt dan de A index (hoofdletter). Net zoals bij de K index worden de waarden van over de hele wereld weer uitgemiddeld met als resultaat de planetaire Ap index.

De waarden voor de A index kunnen oplopen tot 100 tijdens een storm en kunnen wel 400 worden tijdens een hevige geomagnetische storm.

Relatie tussen A index & Kp index

Hoewel de A index en K index verschillende waarden hebben, is het mogelijk om deze indexen aan elkaar te linken. Hoe de indexen zich tot elkaar verhouden zie je in de tabel rechts bovenaan deze bladzijde.

Geomagnetische en ionosferische stormen zijn nauw aan elkaar verwant. Maar ze hebben verschillende uitwerkingen. Geomagnetische stormen zijn gerelateerd aan verstoringen van het aardmagnetisch veld, en ionosferische stormen zijn gerelateerd aan verstoringen van de ionosfeer. Echter, vaak leidt een geomagnetische storm tot een ionosferische storm, maar niet altijd.

Relatie tussen Kp index en Ap Index

Ap Index	Kp Index	Omschrijving
0	0	Quiet
4	1	Quiet
7	2	Unsettled
15	3	Unsettled
27	4	Active
48	5	Minor storm
80	6	Major storm
132	7	Severe storm
208	8	Very major storm
400	9	Very major storm

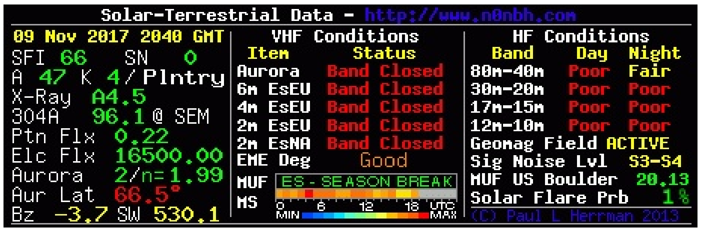
Het interpreteren van de getallen

De makkelijkste manier om deze getallen te gebruiken voor het voorspellen van de propagatie is door ze in te voeren in een radio propagatie voorspellingsprogramma. Dat geeft de meest nauwkeurige voorspelling voor wat je kunt verwachten. Dit soort programma's houdt rekening met factoren zoals de paden waarlangs de radiosignalen reizen, omdat die soms over de polen kunnen lopen en dan hebben ze veel meer last van stormen dan als ze via de evenaar reizen.

Maar het is nog steeds mogelijk om een goed inzicht te krijgen in wat deze getallen betekenen met betrekking tot de radio propagatie voor allerlei vormen van communicatie via de ionosfeer door ze zelf op waarde te schatten. Het is inmiddels duidelijk dat hoge getallen voor de solar flux nodig zijn voor goede condities. Over het algemeen geldt: hoe hoger de flux hoe beter de condities zullen zijn. Maar dan moeten die hoge getallen wel een paar dagen aanhouden. Op die manier kan het ionisatieniveau in de F2-laag zich opbouwen. Getallen van 150 en meer geven goede HF propagatie condities, waarbij getallen van 200 en meer voor topcondities zorgen. Daarbij lopen de maximum useable frequencies op, wat goede condities geeft op de (hogere) HF banden.

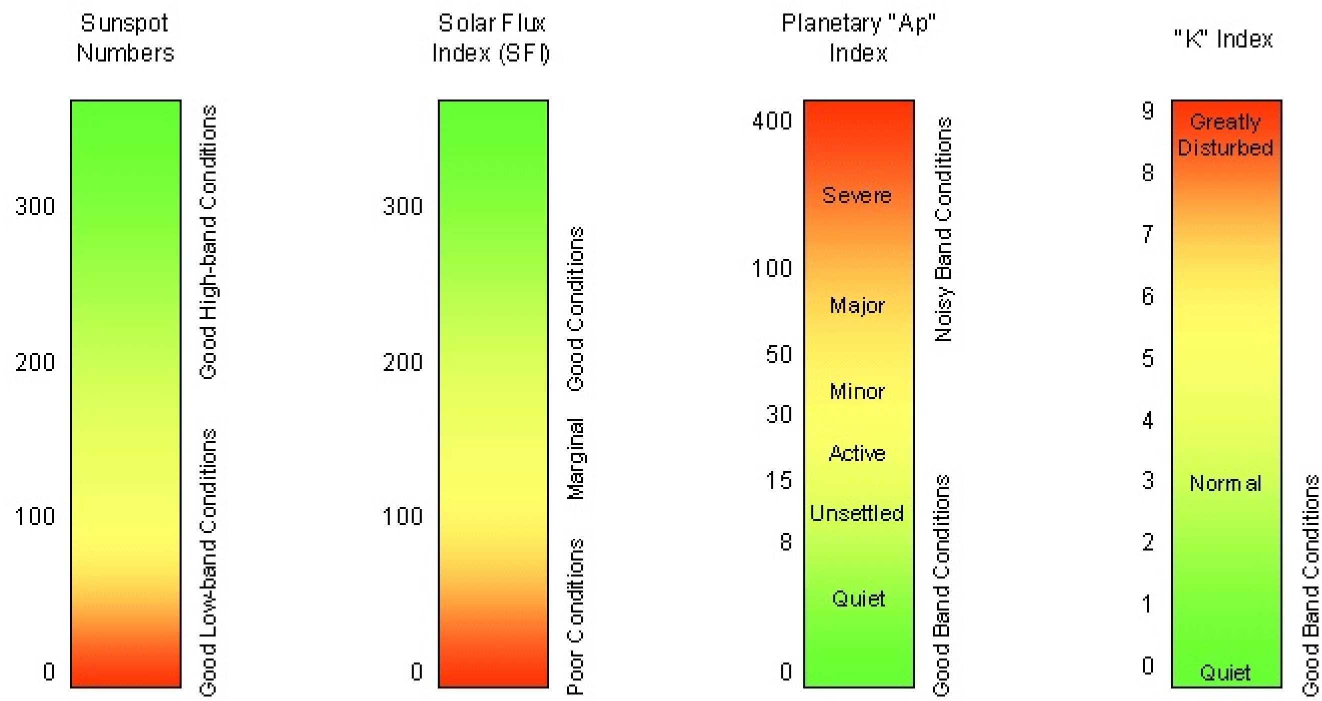
Het niveau van de geomagnetische activiteit heeft het omgekeerde effect, waarbij de maximum useable frequency (MUF) omlaag gaat. Hoe hoger het niveau van de activiteit en dus hoe hoger de Ap en Kp indexen, hoe verder de MUF in elkaar zakt. De mate van inzakken van de MUF is niet alleen afhankelijk van de grootte van de storm, maar ook van de duur ervan.

Laten we eens kijken naar de getallen zoals die op de website van PI4RAZ staan, onderaan de homepage:



Je ziet dat de Solar Flux Index (SFI) 66 is. Dat is laag, en is niet gunstig voor de condities. Het aantal zonnevlekken (SN, Sunspot Number) is zelfs nul, en ook dat is ongunstig voor de condities. De A index is 47, en de K index is 4. Plntry betekent in dit geval Planetary, dus feitelijk de Ap en Kp indexen. Dat betekent een minor storm volgens de tabel en ook dat helpt niet voor goede condities. Dat blijkt ook wel uit het rechter tabelletje: 's-nachts willen 80m en 40m nog een beetje (Fair, ofwel redelijk), maar voor de rest is het armoe. Voor de duidelijkheid heb ik hieronder ook nog een overzicht zodat je in één oogopslag kunt zien hoe de condities zijn, afhankelijk van al die indexen.

Het begrijpen van de zonne-indexen helpt enorm bij het gebruik van HF communicatie, of dat nou met DX-en is, of omroep: als er ionosferische reflecties (condities) aan te pas komen, dan kan je met die getallen de propagatie voorspellen en een schatting maken of een verbinding zal lukken of niet. Op die manier kan je de meest betrouwbare frequentie kiezen voor een verbinding over een bepaalde afstand", besloot Opa zijn verhaal. "En waar vind ik dat soort software?" vroeg Pim. "Altijd zit je met die telefoon van je vanalles op de zoeken, en nou vraag je dat aan mij?" zei Opa quasi-verontwaardigd. "Maar ik heb dat in mijn favorieten staan op mijn computer. Je vindt het op: http://bit.ly/2ztYHmu".
"Geweldig!" antwoordde Pim. "Ik ga eens een paar van die pakketten proberen. Dan weet ik straks tenminste waar ik moet luisteren om nog wat te horen op HF". En hij dook achter de computer om wat software te gaan downloaden voor zijn propagatie voorspellingen.

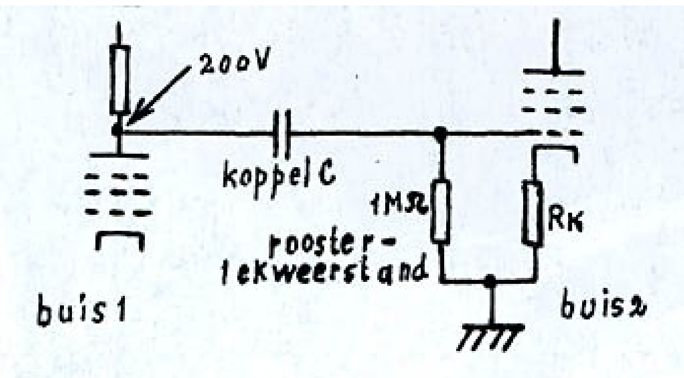


Snel overzicht van de betekenis van de indexen voor de condities.

Condensator tester

Afgelopen maand nam Mans PA2HGJ zijn condensator-lektester mee naar de club. Deze tester is om condensatoren op lek te kunnen beoordelen. Nou hoeft een beetje lek niet erg te zijn, maar na naar aanleiding van zijn bevindingen eens in de literatuur gedoken te zijn, is me wel duidelijk geworden dat beoordeling op lek - zeker in oude apparatuur - niet onverstandig is. Vooral een koppelcondensator die meestal tussen de anode van een buis en het stuurrooster van de volgende trap zit, moet aan hoge eisen voldoen. Deze condensator moet het hoogfrequente of laagfrequente signaal keurig doorgeven van de anode van de voorgaande buis aan het stuurrooster van de volgende buis, maar moet de hoge gelijkspanning van de anode volledig blokkeren om de instelling van die volgende trap niet te verstoren.

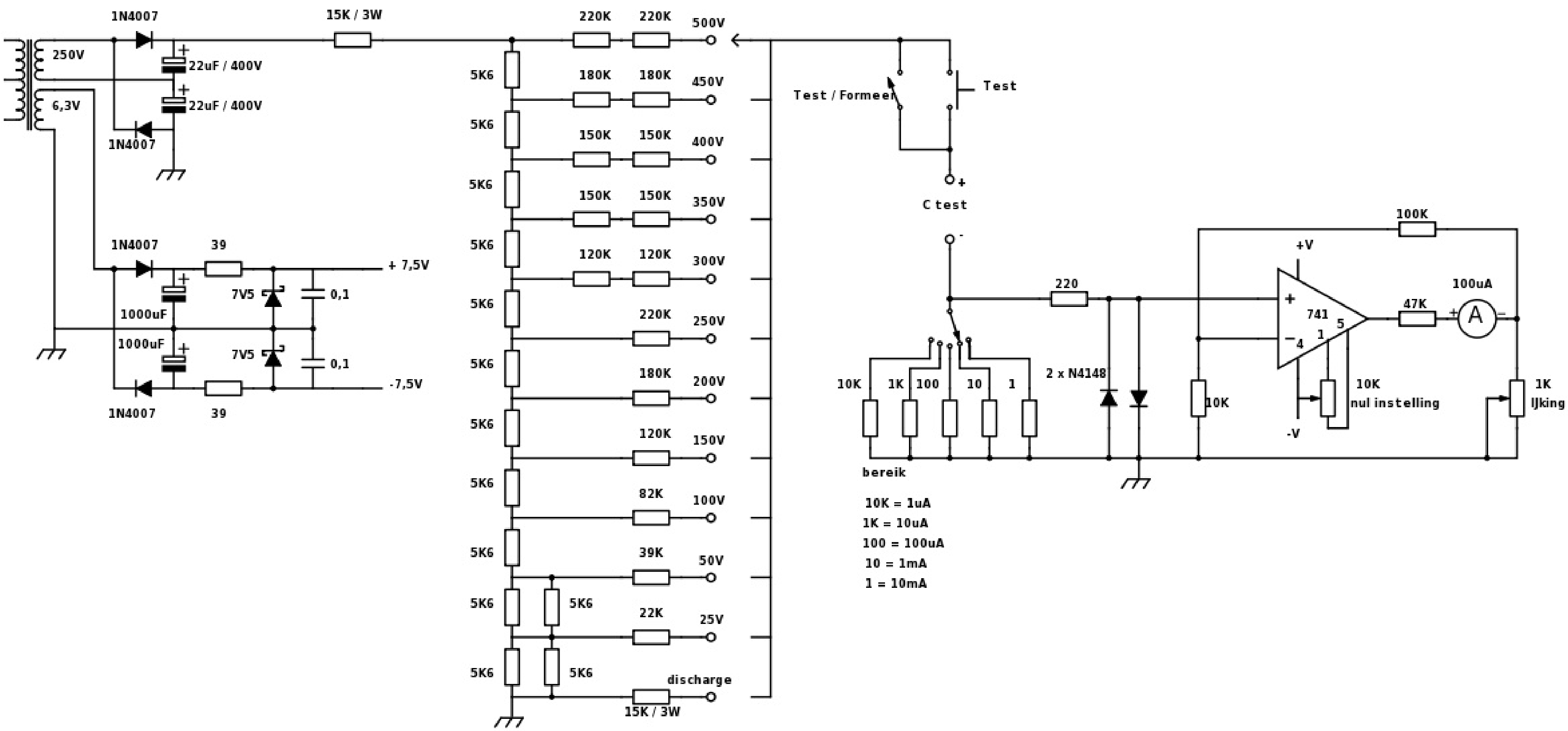
Helaas kunnen die hoge eisen aan de isolatie van de koppelcondensator de tand des tijds slecht doorstaan. Een voorbeeld ter illustratie:



Stel dat op de anode van buis 1 een spanning staat van 200 V. Het stuurrooster van buis 2 wordt via een roosterlekweerstand van 1 MΩ op aardpotentiaal gehouden. De kathodeweerstand zorgt voor een negatieve roosterspanning van enkele Volts t.o.v. de kathode. Als we er van uitgaan dat de negatieve roosterspanning niet meer dan 1V mag afwijken van de door de ontwerper gekozen instelling, hoeveel ‘lek’ kan die koppelcondensator zich dan permitteren? M.a.w. hoeveel stroom mag er door de roosterlekweerstand lopen om 1 Volt spanning te laten ontstaan?

Een piepklein stroompje van 1 microAmpère. En dit is al een maximaal toelaatbare lek. Over de koppelcondensator staat dus een spanning van 200V. De weerstand van onze marginale koppelcondensator is dan toch nog 200 MΩ. Bovengenoemde stroom- en weerstandswaarden zijn met een eenvoudige universeelmeter niet te meten. Zelfs niet met een dure. Bovendien willen we de koppelcondensator kunnen testen onder bedrijfsomstandigheden, dus als er een hoge spanning overheen staat. In mijn FT101, die precies dit defect vertoonde, is het zelfs nog een tandje erger. De stuurtrap heeft 330V op de anode staan, en op het stuurrooster van de eindtrap staat in rust -70V om de buizen dicht te houden. Dat is dus 400V over de koppelcondensator, en dat was meer dan hij na 40 jaar aan kon. Maar dat vertel ik nog wel eens in een ander artikel.

Mans combineerde de ideeën van de NVHR[1] en PA3ESY[2] tot het schema zoals getoond op de volgende bladzijde. Het idee is om condensatoren te kunnen testen onder bedrijfsomstandigheden, dus onder spanning. Daarvoor is een voeding en een meetschakeling nodig, en dat zie je ook terug in het schema. Links is het voedingsdeel getoond. Er wordt gebruik gemaakt van een standaard voedingstrafo zoals die in oude radio's veel voorkomt: 6,3V voor de gloeispanning en 250V voor de anodespanning (zoek op beurzen!). De gloeispanning wordt twee keer enkelfasig gelijkgericht waarmee een positieve en negatieve voedingsspanning verkregen wordt voor de Opamp meetschakeling. Op de anodewikkeling wordt spanningsverdubbeling toegepast waardoor uiteindelijk ongeveer 700V over de twee in serie geschakelde condensatoren van 22µF komt te staan. Die spanning wordt toegevoerd aan een spanningsdeler die begint met een weerstand



Schema van de condensatortester van Mans PA2HGJ

van 15k, waardoor in combinatie met de rest van de spanningsdeler een spanning van 500V aan de bovenzijde van de rest van de spanningsdeler staat, die is opgebouwd uit weerstanden van 5k6. Vanaf deze spanningsdeler worden de gedeelde spanningen met stroombegrenzingsweerstanden verbonden met een 12-standen schakelaar, waarmee de spanning via een drukknop en/of schakelaar aan de te meten condensator wordt toegevoerd. De dubbele weerstanden in serie met de spanningen vanaf 300V zijn niet zo uitgevoerd om een bepaalde weerstandswaarde te krijgen, maar om ervoor te zorgen dat bij die hoge spanningen de weerstanden niet doorslaan. Daarom zijn er steeds 2 in serie geschakeld.

De meetschakeling

Aan de rechterkant van het schema is de meetschakeling te zien. Die begint aan de onderkant van de C-test aansluiting, welke via een omschakelbare weerstand aan massa ligt. De weerstand bepaalt het meetbereik, en er zijn 5 meetbereiken: van 1µA tot 10mA. Hoe groter de weerstand, hoe gevoeliger de meting is. Via een weerstand van 220Ω komt de meetspanning op een clipper terecht, gevormd door twee antiparallel geschakelde 1N4148 dioden, waardoor de ingang van de Opamp beschermd is tegen te hoge spanningen. Die Opamp is een gewone goeie ouwe 741, en krijgt zijn voeding uit de al eerder genoemde gelijkgerichte 6,3V wikkeling van de trafo. De versterking van de Opamp is mede afhankelijk van de calibratie potmeter en bedraagt ongeveer 400.

Gebruik en afregeling

Met de instelpotmeter van 10k tussen pin 1 en 5 van de Opamp wordt de nulinstelling van de meter afgeregeld. De 1k instelpotmeter in serie met de meter dient om deze te kunnen calibreren. De maximale stroom die er kan gaan lopen bij kortgesloten condensator is ca. 1,3mA; per spanningsinstelling kan dat iets afwijken. Je kunt de Ctest aansluiting kortsluiten in het 10mA bereik op de stand 25V en de meter vervolgens op 1,14mA afregelen.

Je kunt dit instrument gebruiken voor zowel het testen van condensatoren op lek als het formeren van (oude) elco's. Voor het testen op lek verbind je de condensator met de meter en zet je de keuzeschakelaar voor de spanning op de waarde die op of net onder de maximale waarde van de te testen condensator ligt. Selecteer vervolgens het 10mA (hoogste) bereik en druk op de testknop. Daarna kan je de gevoeligheid van de meter verder verhogen om te zien hoe groot de lek van de condensator is. Zet vóór het verwijderen van de condensator de keuzeschakelaar voor de spanning in de stand "Discharge" (ontladen) en druk weer op de testknop. De meter zal nu de linkerhoek induiken omdat de stroom de andere kant op loopt tijdens het ontladen. Staat hij weer op nul, dan kan je testknop loslaten en de condensator veilig losmaken omdat hij nu (nagenoeg) ontladen zal zijn. Deze handeling na het testen vergeten doe je maar één keer. Na het dientengevolge uitvoeren van een Zuid-Kiribatische regendans als gevolg van het ontladen van de condensator via het lichaam zit deze handeling voorgoed in het geheugen gebrand. En waarschijnlijk ook in je vingers.

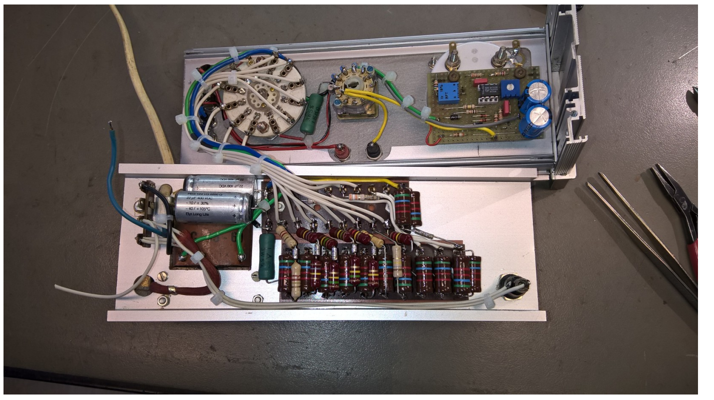
Lang niet gebruikte - en dus meestal oude - elco's moeten eerst geformeerd worden voordat ze weer op de mensheid losgelaten kunnen worden. De meeste elco's bestaan uit 2 stroken opgerold aluminiumfolie met daartussen een geleidend elektroliet. Sluit je een gelijkspanning aan op de elco, dan gaat het opgeruwd aluminium op de anode (de positieve aansluiting) langzaam oxideren waarbij een dun en zeer goed isolerend laagje aluminiumoxide ontstaat. Zodra dit oxidelaagje is gevormd, zijn anode en kathode geïsoleerd. Wanneer een elco gedurende lange tijd is opgeslagen onder gunstige omstandigheden (relatief lage temperatuur) dan zullen het elektroliet en het aluminium in de elco waarschijnlijk nog van redelijke tot goede kwaliteit zijn. Het oxidelaagje op de anode kan echter gedeeltelijk zijn aangetast. Door nu de

elco op een gecontroleerde manier geleidelijk op spanning te brengen kan het oxidelaagje worden hersteld. Dit proces heet (opnieuw) formeren van de elco. En dat kan je met dit apparaat ook doen.

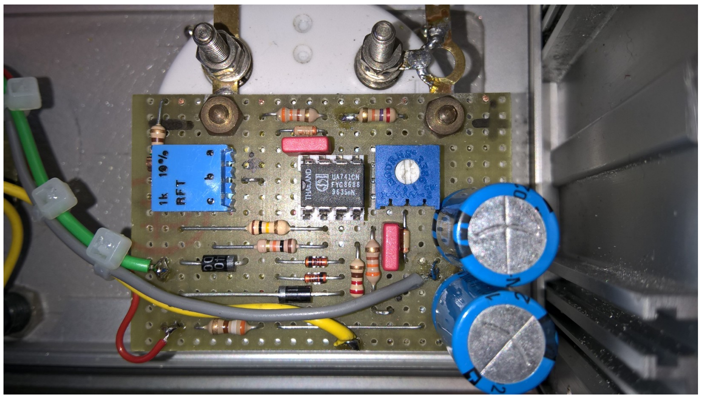
Sluit daartoe de elco aan op de testklemmen en zet de spanningsschakelaar op de stand die het dichtst in de buurt komt van de werkspanning van de elco. Zet de schakelaar op het hoogste stroombereik en nu kan je de testschakelaar omzetten. Feitelijk is dat een overbrugging van de test drukknop, maar die wil je geen uren in zitten drukken om een elco te formeren. Zet de schakelaar van de gevoeligheid nu zo dat de meter een uitslag heeft die binnen de schaal valt, en laat het zaakje rustig een paar uur staan. Als de elco nog te formeren was, dan zal de lekstroom minimaal geworden zijn. Blijft de lekstroom echter hoog, dan is de elco te zeer beschadigd en niet meer te gebruiken. Ook in dit geval geldt dat na het formeren de spanningsschakelaar eerst in de "Discharge" stand gezet moet worden voordat je 'm loskoppelt, om eerder beschreven redenen.

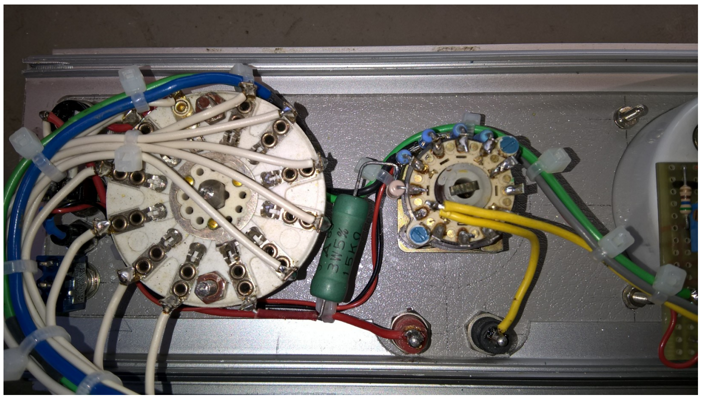
Conclusie

Voor zelfbouwers die met hoge(re) spanningen werken is dit een welkome aanvulling op het meetinstrumentarium. Het apparaat kan gebruikt worden als condensatortester, om elco's te formeren of om isolatie te testen. Met een spanning van 500V is goed te testen of een isolatie voldoende is. Op het gevoeligste bereik van 1µA geeft een weerstand van 500MΩ nog een volle schaal op de meter! Dus zelfs weerstanden van 5GΩ geven nog 10% meteruitslag. Dat lukt geen universeelmeter. Dus perfect om lekken te controleren. Hoe Mans de meter heeft opgebouwd is te zien op de volgende foto's.



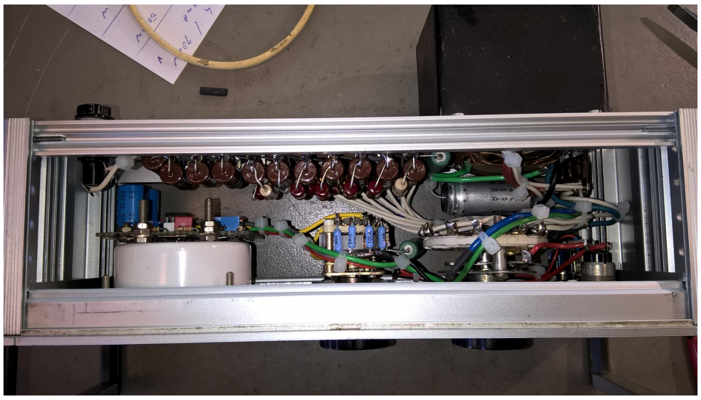


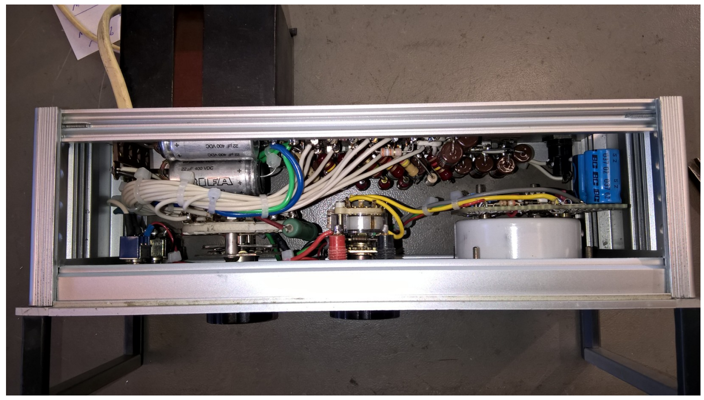


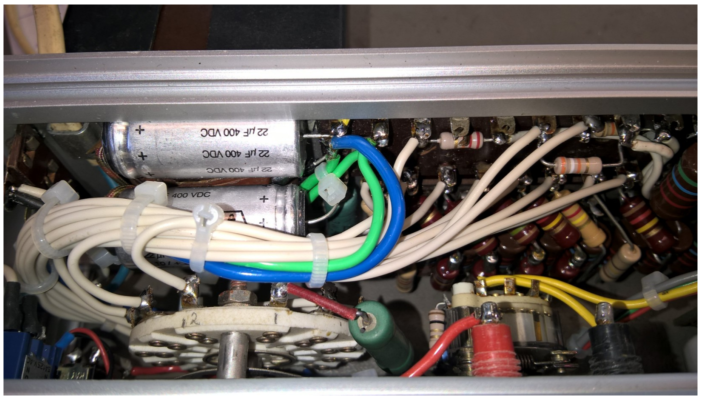


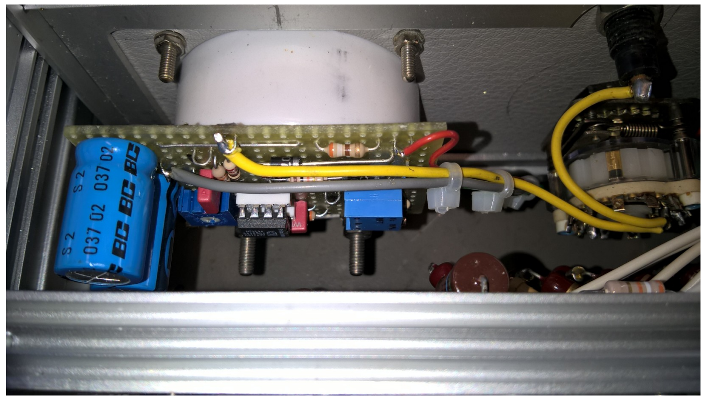
[1] http://www.nvhr.nl/frameset.htm?&ContentFrame
(Kies dan Technische Cie - Condensatortester)

[2] https://www.pa3esy.nl/meetinstrumenten/lektester/html/lektester_set.html










Condensator Tester
Test
100
10
1
1
10
mA
200
250
150
300
100
50
25
disch.
volt
450
T
F
T = Testen / F = Formeren



Thermische QRP vermogensmeter

Op de site qrp4u vond ik een leuk Wattmeter ontwerp van DL2YEO. We kennen natuurlijk allemaal de standaard Wattmetertjes met een diode die de boel gelijkricht en waarbij de spanning een indicatie is van het vermogen. Het vermogen wordt dan berekend volgens de formule

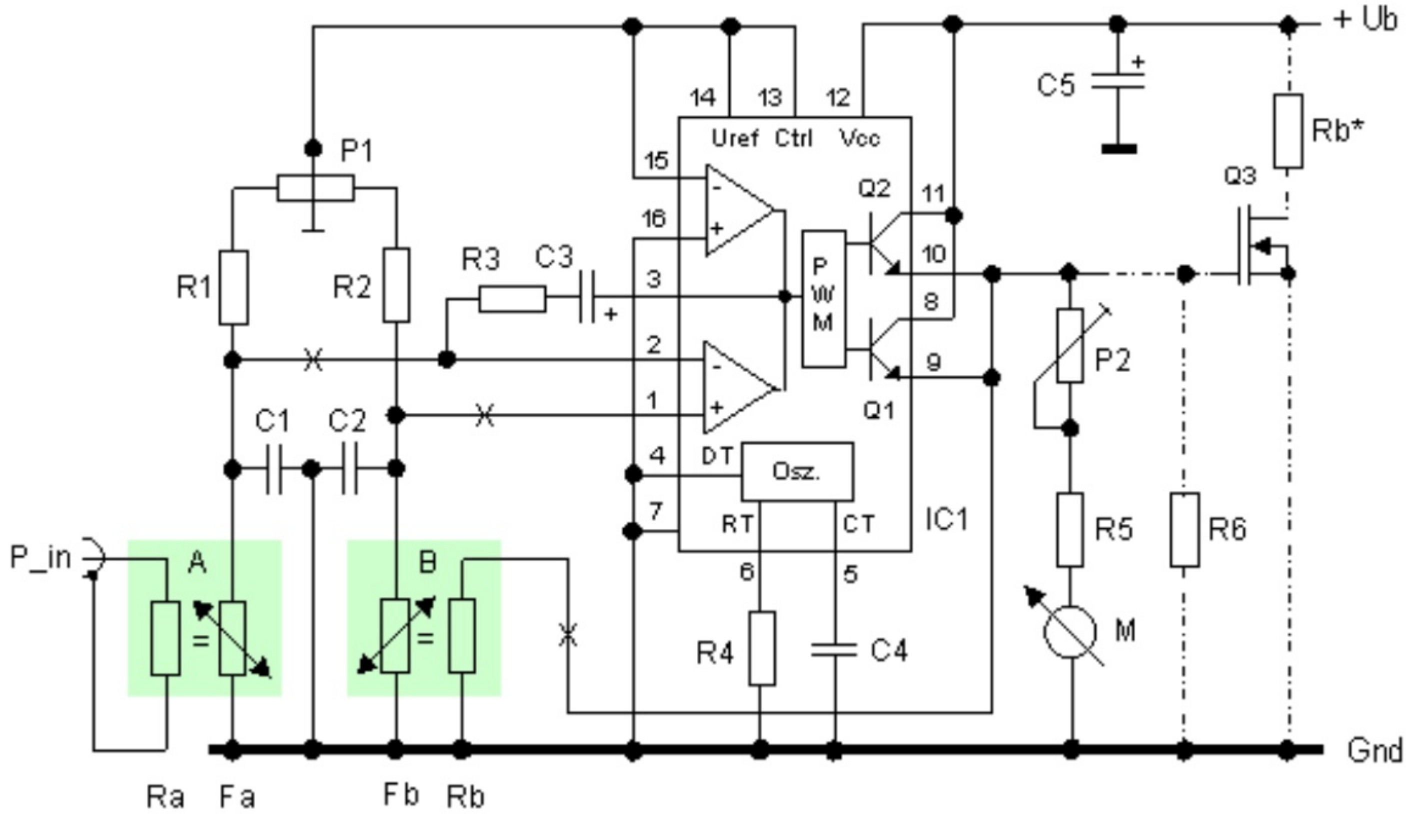
$$P = \frac{U^2}{R}$$

Voor U geldt dan dat de effectieve waarde gebruikt moet worden en die is

$$U_{RMS} = \frac{0,707 * U_{pp}}{2}$$

Bij het op deze manier bepalen van het vermogen treden verschillende fouten op: een dummy load weerstand kan af gaan wijken van 50 Ohm als hij warmer wordt, de basis nauwkeurigheid van de oscilloscoop waarmee je meet, het afvallen van de Y versterker van de scoop bij hoge frequenties en een wellicht niet goed gecalibreerde 10:1 probe. Elke meer of minder gemeten Volt (en we hebben het over QRP, dus zoveel zijn het er niet) heeft een evenredig gevolg voor het berekende vermogen, dat afhankelijk is van U^2. 50 % afwijking van het vermogen omhoog of omlaag is niet ondenkbaar in het slechtste geval.

Er is echter een andere manier om het vermogen vast te stellen zonder de HF spanning te meten. Deze manier is gebaseerd op het principe van de thermische conversie. Een controller zorgt ervoor dat de temperatuur van de twee belastingsweerstanden Ra en Rb identiek is. Rb wordt opgewarmd zolang de brug die bestaat uit de temperatuursensoren Fa/b en de weerstanden R1/2 in evenwicht is. Het gelijkstroomvermogen dat door Rb gedissipeerd wordt is in dat geval exact gelijk aan het HF vermogen dat door Ra gedissipeerd wordt. Voor de controller wordt doorgaans een operationele versterker in combinatie met een lineaire versterker (power transistor) gebruikt. Over Rb staat dan als correctie een variabele spanning. Omdat de hoeveelheid opgewekte warmte evenredig is met het kwadraat van de aangelegde spanning, krijg je een controller lusversterking die evenredig is met U^2. Het resultaat is een niet-lineaire stap respons met als resultaat de welbekende problemen betreffende de controller stabiliteit bij wijzigingen van het instelpunt. Hierbij wordt opgemerkt dat de extra vermogensdissipatie van de lineaire versterker maximaal 0.5 x Pmax is.



Figuur 1. Het schema van de thermische Wattmeter

Schakelende Regelaar

De voornoemde nadelen gelden niet voor de hierboven getoonde schakeling. Het bijzondere aan deze schakeling is dat er gebruik gemaakt wordt van een schakelende regelaar in plaats van een continue controller. De schakelende regelaar TL494 zet het foutsignaal Xd om in een evenredige pulsduur tp. De uitgangsspanning is nu constant en daarmee verdwijnt de hinderlijke kwadratische component uit de regellus. De hoeveelheid opgewekte warmte is uitsluitend afhankelijk van de impulsduur en loopt evenredig op met Ys = f (Xd). De verliezen in de twee schakeltransistoren in IC1 zijn verwaarloosbaar klein. De voordelen van deze meetschakeling zijn:

- Meting van effectieve waarde
- Onafhankelijk van de golfvorm
- Lineaire schaal van de meter
- Makkelijk af te regelen met een multimeter
- Stabiele besturing bij elke waarde
- Dissipatievrije vermogensversterking

Een duty cycle van tp = 0,95 x T is haalbaar met de parallelschakeling van de schakeltransistoren. De ontbrekende 5% zijn inherent aan het principe van een push-pull ontwerp van de schakelende regelaar. De operationele versterker in de TL494, geconfigureerd als PI (Proportioneel Integrerende) controller, draagt zorg voor een optimale regelkwaliteit en impulsgedrag bij wijzigingen van de ingangssignalen. De weergave van het gemeten vermogen is uiterst simpel; een milli-Ampèremeter integreert de impulsen (door de massatraagheid van de meter. Een digitale meter werkt hier dus niet!). De schaal is lineair als gevolg van het elimineren van de kwadratische component. Dus (P ~ tp ~ Ys) ofwel het vermogen is recht evenredig met de duty cycle en ook recht evenredig met de opgewekte warmte.

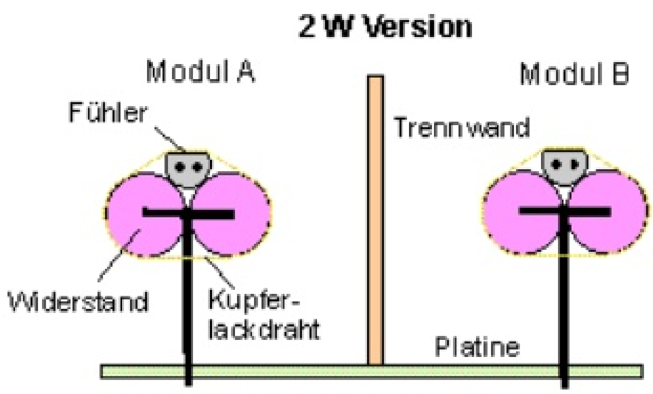


Figuur 2. Lineaire meterschaal

Constructie eisen

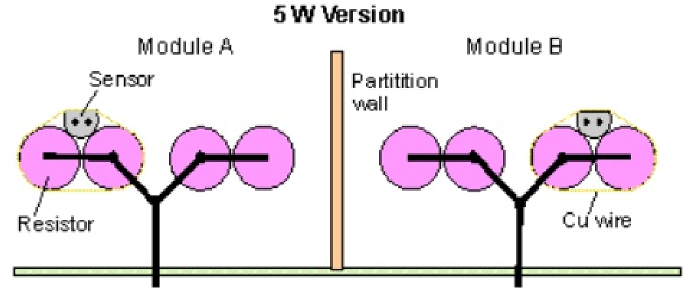
De eisen die aan de constructie van het geheel gesteld worden zijn van groot belang voor de werking van de meter. De gelijkheid van de weerstandswaarden van Ra = Rb en R1 = R2, temperatuursensoren met dezelfde karakteristiek en absoluut symmetrische opbouw zijn de vereisten voor een hoge meetnauwkeurigheid. Niet zozeer de absolute waarden van de componenten maar wel de onderlinge gelijkheid zijn van essentieel belang. De belastingsweerstanden (2 x 100 Ohm parallel, 2W elk) en de temperatuursensor vormen een thermisch samengesteld geheel (module A en B). De sensor wordt in het midden van de twee tegen elkaar geplaatste weerstanden gemonteerd. Hij wordt met koperdraad (geïsoleerd wikkeldraad) tegen de weerstanden gebonden. Een beetje koelpasta verbetert de thermische koppeling.

De modules A en B worden opgebouwd zoals in figuur 3 te zien is en worden zodanig in de behuizing van het meetinstrument geplaatst dat ze elkaar niet opwarmen en over dezelfde omgevingscondities beschikken (temperatuur, luchtstroom). Een onderlinge afstand van 5... 10 cm tussen de modules, een scheidingsschot en sleuven in het deksel zijn in dit verband geschikte bouwkundige maatregelen.



Figuur 3. Opbouw van de modules

Hierboven zie je de 2W versie. Die wordt gemaakt met in elke module twee weerstanden van 100 Ohm 2W parallel. Je kunt de meter ook in een 5W versie maken, zie het plaatje



hierboven. Die wordt gemaakt door in de A module twee keer een weerstand van 180 en een van 220 Ohm 2W parallel te zetten. Dat resulteert in 99 Ohm per set dus 49,5 Ohm totaal. Goed genoeg. Maar met 13,8V voedingsspanning kan je met 50 Ohm geen 5W meer maken. Reken maar na. Daarom moet je in de B module dan 4 weerstanden van 100 Ohm 2W parallel schakelen. Nou hoor ik je denken: Ho ho, dan hou ik 25 Ohm over. Hoe zit dat dan met de brug die in evenwicht moet zijn? Nou, het brugevenwicht wordt bepaald door de weerstand van de sensors, niet door de weerstand van de belastingsweerstanden. Zolang het opgewekte vermogen maar overeenkomt, en dat zit wel snor. Omdat nu de stroom door Rb oploopt tot zo'n 0,5A dreigen de schakeltransistoren van de TL494 overbelast te raken. Daarom wordt nu een extra vermogenstransistor toegevoegd en deze verwarmt dan Rb zoals in het schema gestippeld getekend is.

Afregeling en Calibratie bij Ub = 13,8 V

Eerst moet de kwaliteit van de brug gecontroleerd worden bij kamertemperatuur. Alle verbindingen in de schakeling die gemarkeerd zijn met een (X) moeten daarvoor onderbroken worden. Hint: gebruik bij de bouw jumpers op die plekken. Beide sensoren worden losgemaakt van de op-amp ingangen en de belastingsweerstanden worden stroomloos gemaakt. Voer nu aan zowel Ra als Rb een spanning toe van respectievelijk 5V, 7,07V en 10V. De temperatuur van de weerstanden loopt nu op, waarbij de spanning op de brug in een bereik van 0 ... +/- 10 mV moet blijven. Bij grotere afwijkingen zijn de onderlinge afwijkingen van de sensors te groot. Probeer dan voor een van de sensors een ander exemplaar. Een kleine afwijking kan

eventueel met P1 gecorrigeerd worden.

Dit werkt uiteraard alleen bij de 2W versie. Want bij de 5W versie zijn de twee warmte-opwekkende weerstanden verschillend. Voor volle schaal moet dan 15,8V toegevoerd worden aan Ra, en 11,2V aan Rb. Heb je geen 15,8V maar uitsluitend 13,8V, dan kan je dat aan Ra toevoeren en dat wekt 3,8W op. Aan Rb moet je dan 9,76V toevoeren. De 5W versie is dus iets lastiger te testen. Werkt de brug, dan kunnen we door naar de volgende stap.

Verbind nu de op-amp ingangen met de poten van de brug en verbind Rb met IC1 (2W versie). De ingang P_in geven we nu een constante spanning van 10 Volt, wat overeenkomt met 2 Watt. Regel P2 zo af dat de meternaald stopt met bewegen op de volle schaal (100 % = 2W). Het bereiken van de eindwaarde kost wat tijd vanwege het gedrag van de PI-regelaar en de vertraging als gevolg van het opwarmproces. Om de lineariteit te testen kan je de spanning nu terugbrengen tot 7,07V. De meternaald moet nu naar de 50 % positie gaan (1W). Voor de 5W versie zijn deze getallen 15,8V (5W) en 11,2V (2,5W).

Let op: Na het afregelen bij een voedingsspanning Ub = 13,8V moet je deze spanning voor alle volgende metingen blijven gebruiken. Een andere voedingsspanning geeft een niet te verwaarlozen meetfout. Wellicht is het beter een aparte voeding te bouwen voor de meter. De temperatuur van de weerstanden mag niet boven de 100 °C komen. De maximale temperatuursspecificatie van de sensors zelf is 150 °C.

Rest tot slot het onderdelenlijstje. De "moeilijke" onderdelen zoals de regelaar en de sensors zijn gewoon bij Conrad te krijgen. Reichelt.de heeft ze ook, en ook de 2W weerstanden.

Naam	Waarde
Fa, Fb	KTY81-210 (Conrad 1116797)
	R_{25C} = 2000 Ohm, 1 %
Ra,Rb	50 Ohm, 4 W
	2 x 100 Ohm, 2 W elk, 1 %
	Metaalfilm of koolweerstand
R1,2	2,7 kOhm, 1%
R3	22 kOhm
R4	10 kOhm
R5	33 kOhm
P1	100 Ohm, lin.
P2	50 kOhm, lin.
C1,2	4,7 nF
C3	1000 uF electrolytic cap., 10 V
C4	22 nF
C5	1000 uF electrolytic cap., 25 V
IC1	TL494CN (Conrad 181455)
M	100 uA meter
Q3	50 V NMOS power FET, BUZ21, IRFZ44
R6	1 kOhm
Ra*	2x (180 Ohm parallel aan 220 Ohm), 2W
Rb*	4x 100 Ohm, 2 W



Afdelingsnieuws

De bevalling is achter de rug: alle onweerdetector bouwpakketten zijn verstuurd naar hun toekomstige eigenaren. Ik kan me niet herinneren dat we zo lang aan een project gesleuteld hebben als aan deze. Mijn eigen detector heeft 2016 op de front staan, en dat was al niet het eerste gebouwde prototype. In de loop van het project is er met voortschrijdend inzicht van alles aan veranderd, met de huidige detector als resultaat. Er zijn er 51 verstuurd, en met het schrijven van dit stukje in de laatste dagen van november zien we de eerste stations al op de kaart verschijnen. En in het avondrondje en in het form melden de



bouwers zich voor goede raad en opmerkingen. De eerste detector was twee dagen na verzending al in de lucht, dus dat geeft wel aan dat de bouwbeschrijving voldoende duidelijk was. Als alle detectors zich melden moeten er uiteindelijk zo'n 55 op de kaart komen te staan, waarbij er 3 naar België geleverd zijn en 1 naar Engeland. De kaart is auto-zoom gemaakt zodat hij in eerste instantie alle actieve stations toont (die de laatste 24 uur nog een heartbeat of een melding verstuurd hebben). Als je inzoomt op een bepaald stukje, onthoud hij dat zodat je na een automatische refresh (elke minuut) niet ineens weer alle stations in beeld hebt. Stations die meer dan 10 meldingen in het afgelopen half uur gedaan hebben, veranderen van een pin in een donderwolkje. Dat geeft straks meteen een beeld op de kaart waar het onweert.

Nu dit project is afgerond, is het weer tijd voor het volgende project. Er wordt nog gewerkt aan een APRS tracker met portofoon functionaliteit (niet andersom), maar daarover later meer. Voorlopig zijn we al blij dat dit project afgerond is, want het heeft de crew heel wat tijd gekost. In het ontwerpen van de hardware, schrijven van de software, programmeren van de site, schrijven van de bouwbeschrijving, ontwerpen van de printen, en het testen en nalopen en -lezen van alles is heel veel vrije tijd gaan zitten. En dan is het een goed gevoel als uiteindelijk alles onderweg is naar zijn eindbestemming.

Afdelingsbijeenkomsten

En zo duiken we weer de laatste maand van het jaar in. Een jaar dat voorbij gevlogen is. Maar we hebben nog twee afdelingsbijeenkomsten te gaan. De eerste is op woensdag 13 december. Omdat dat de eerste bijeenkomst van de maand is, zal de QSL-manager aanwezig zijn voor het inleveren en ophalen van de kaarten. En de tweede is op woensdag 27 december. Dan hebben we de kerst net achter de rug en dat is een mooie dag om met een stapel oliebollen nog even om te kijken naar het afgelopen jaar en vooruit naar het nieuwe jaar. Iedereen is zoals gewoonlijk weer welkom vanaf 20.00 in ons clubhuis van de Minigolf in het Vernède sportpark in Zoetermeer. Rest ons om iedereen prettige feestdagen te wensen en de allebeste wensen voor het nieuwe jaar alvast over te brengen. Tot ziens op de verenigingsavonden en anders tot volgend jaar!

